



(12) Patentskrift

(10) SE 536 593 C2

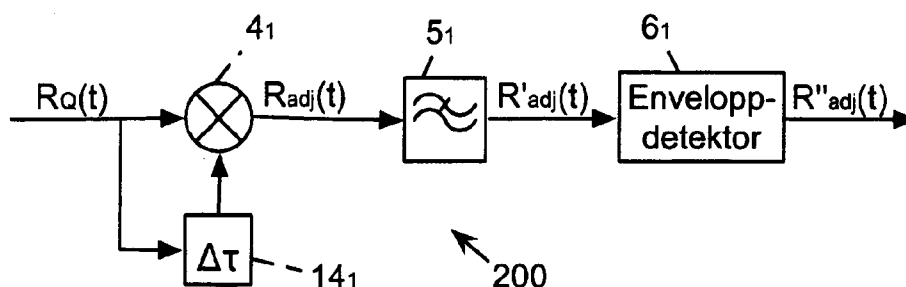
(21) Patentansökningsnummer: 1250404-9
(45) Patent meddelat: 2014-03-18
(41) Ansökan allmänt tillgänglig: 2013-10-25
(22) Patentansökan inkom: 2012-04-24
(24) Löpdag: 2012-04-24
(83) Deposition av mikroorganism: ---
(30) Prioritetsuppgifter: ---

(51) Internationell klass:
H04L 27/00 (2006.01)
H04L 27/144 (2006.01)
H04L 27/227 (2006.01)
H04L 27/38 (2006.01)

- (73) Patenthavare: Zhongxia He, Blandsädesgatan 4 D, 431 46 Mölndal SE
(72) Uppfinnare: Zhongxia He, Mölndal SE
(74) Ombud: Cegumark AB, P O Box 53047, 400 14 Göteborg SE
(54) Benämning: En anordning och ett förfarande för återhämtning av bärvågssignaler
(56) Anförda publikationer: XP 001086024 • XP 000795451
(47) Sammandrag:

Föreliggande uppfinning relaterar till en bärvågssignalsåterhämtningsanordning (200) för återhämtning av en modulerad insignal $R(t)$ som är nedkonverterad av en lokaloscillator med en frekvens som skiljer sig från bärvågsfrekvensen för den modulerade insignalen $R(t)$, så att en distorderad nedkonverterad signal $R_Q(t)$ signal erhålles. Anordningen innefattar ett fördröjningsmedel (14₂) för introduktion av en tidsfördröjning i den distorderade signalen $R_Q(t)$, en blandare (4₁) anordnad att multiplicera den mottagna distorderade signalen $R_Q(t)$ med den tidsfördröjda distorderade signalen och tillhandahålla en justerad utsignal, $R_{adj}(t)$, innehållande en distorsionsterm, ett lågpasfilter (5₁) utformat att extrahera en signal innefattande den andra övertonen av distorsionstermen i den justerade utsignalen $R_{adj}(t)$, vilken är relaterad till den dubbla frekvensskillnaden ($2\Delta\omega$) mellan den lokaloscillatorn och bärvågsfrekvensen för den modulerade insignalen $R(t)$.

Medel är anordnade för att avlägsna modulerad data från sagda signal för att skapa en återhämtningssignal som är fri från modulerad data och som kan användas för att eliminera distorsionen, vilka medel innefattar en enveloppdetektor (6;6₂;6₃;6₄) för att avlägsna modulerad data från utsignalen från lågpasfiltret (5₁) för att generera en återhämtningssignal ($R''_{adj}(t)$) fri från data.



Z5 P1SE AB/KOE 2013-03-26

SAMMANDRAG

5 Föreliggande uppfinning relaterar till en
bärvågssignalsåterhämtningsanordning (200) för återhämtning av
en modulerad insignal ($R(t)$) som är nedkonverterad av en
lokaloscillator med en frekvens som skiljer sig från
bärvågsfrekvensen för den modulerade insignalen ($R(t)$), så att
10 en distorderad nedkonverterad signal ($R_Q(t)$) signal erhålles.
Anordningen innefattar ett fördröjningsmedel (14₂) för
introduktion av en tidsfördröjning i den distorderade signalen
($R_Q(t)$), en blandare (4₁) anordnad att multiplicera den mottagna
distorderade signalen ($R_Q(t)$) med den tidsfördröjda distorderade
15 signalen och tillhandahålla en justerad utsignal, ($R_{adj}(t)$),
innehållande en distorsionsterm, ett lågpasfilter (5₁) utformat
att extrahera en signal innefattande den andra övertonen av
distorsionstermen i den justerade utsignalen ($R_{adj}(t)$), vilken är
relaterad till den dubbla frekvensskillnaden ($2\Delta\omega$) mellan den
20 lokaloscillatorn och bärvågsfrekvensen för den modulerade
insignalen ($R(t)$).

Medel är anordnade för att avlägsna modulerad data från
sagda signal för att skapa en återhämtningssignal som är fri
från modulerad data och som kan användas för att eliminera
25 distorsionen, vilka medel innefattar en enveloppdetektor
(6; 6₂; 6₃; 6₄) för att avlägsna modulerad data från utsignalen från
lågpassfiltret (5₁) för att generera en återhämtningssignal
($R''_{adj}(t)$) fri från data.

30 (Fig. 5)

Z5 P1SE AB/KOE 2013-03-26

Titel:

EN ANORDNING OCH ETT FÖRFARANDE FÖR ÅTERHÄMTNING AV
5 BÄRVÅGSSIGNALER

TEKNISKT FÄLT

Föreliggande uppfinning relaterar till en anordning för återhämtning av bärvågssignal med de i den första delen av patentkrav 1 angivna kännetecknen. Uppfinningen relaterar också
10 till ett förfarande för bärvågsåterhämtning med de i den första delen av patentkrav 7 angivna kännetecknen.

BAKGRUND

15 Återskapning av bärvågssignaler och demodulering är nödvändigt för att kunna uppskatta och kompensera frekvens- och fasskillnader mellan till exempel en lokal oscillator i en mottagare i ett kommunikationssystem och bärvågen för den mottagna signalen modulerad i en sändare, särskilt så att en
20 koherent demodulering kan tillhandahållas.

En bärvåg moduleras av en basbandssignal på sändarsidan i ett kommunikationssystem. Basbandsinformationen är extraherad från den modulerade vågformen i en signal mottagen i mottagaren. I
25 ett idealt kommunikationssystem är bärfrekvenserna på sändar- och mottagarsidan perfekt matchade avseende både fas och frekvens, vilket skulle möjliggöra perfekt koherent demodulering av den modulerade basbandssignalen. Dock är vanligtvis oscillatorernas bärfrekvenser på sändar- respektive
30 mottagarsidan inte desamma då mottagare och sändare normalt är helt oberoende och har sina egna oscillatorer med frekvens- och

fasförskjutningar, frekvensinstabiliteter, fasinstitabiliteter etc.

För att kunna medge koherent demodulering måste alla dessa
 5 frekvens- och fasvariationer uppskattas med användning av information i den mottagna signalen för att kunna återskapa eller återhämta bärvågssignalen i mottagaren.

Det finns två huvudkategorier av metoder för hantering av
 10 bärvågs-återskapning eller compensation. En av metoderna är baserad på en återkopplad kompensationsstruktur med ett fasextraheringsblock och ett loopfilter LF vilket schematiskt illustreras i Fig. 1, där frekvens- och fasförskjutningar detekteras och kompenseras för genom att ställa in den lokala
 15 oscillatoren, VCO (Voltage Control Oscillator) i mottagaren.

Fig. 2 illustrerar ett exempel på den andra kategorin av metod som är baserad på en kompensationsstruktur med en öppen slinga och istället för att implementera en feedback-loop och en sluten
 20 slinga, använder en öppen slinga (forward feed-loop) för att eliminera frekvensförskjutningar med hjälp av en derotator.

I kompensationsstrukturen med sluten slinga (closed loop) (Fig. 1) och i strukturen med öppen slinga (open loop) (Fig. 2), finns
 25 ett fasextraheringsblock som extraherar frekvensförskjutning från en mottagen signal vilken definieras som:

$$r(t) = \cos [(\omega + \Delta\omega)t + \varphi_{data} + \varphi_o]$$

30 där $\Delta\omega$ är frekvensförskjutningen mellan sändaren och mottagaren, φ_{data} är fasen som innehåller den modulerade datainformation,

φ_0 är en slumpmässig fas orsakad av utbredningen, där LF är ett loop filter.

Det är svårt att extrahera φ_{data} ur $r(t)$ då φ_{data} är relaterad till en slumpmässig parameter som varierar med tiden. Det finns flera kända metoder för att utföra en sådan fasextraktion. En första metod baseras på datastödd extraktion vilken innefattar att överföra känd data vid specifika tidpunkter (pilotdata) och, baserat på denna kända information, möjliggöra identifiering av $\Delta\omega$. Andra metoder som inte använder datastödd extraktion är också kända. I en sådan metod, här benämnd som "multiplicera-filtrera-dividera-metoden" använder man icke datastödd bärvågsåterhämtning, en olinjär operation appliceras på en modulerad signal för att skapa övertoner i bärvågsfrekvensen med modulationen på bärvågen borttagen. Bärvågsövertonen filtreras därefter i ett bandpass-filter och frekvensdivideras för att återskapa bärvågsfrekvensen. Därpå kan följa en så kallad PLL (Phase Locked Loop). Multiplicera-filtrera-dividera metoden är ett exempel på bärvågsåterhämtning med hjälp av open-loop, vilket är en metod som föredras vid osammanhängande signaltransaktioner (burst) där återskapningstiden i regel är kortare än för kompensationsstrukturer med sluten slinga.

I exempelvis fallet med en QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), multipliceras den mottagna signalen given av:

$$R_{QPSK}(t) = A(t) \cos(\omega_{RF}t + n\pi/2); n = 0,1,2,3$$

fyra gånger i en frekvensmultiplikator som ger följande ekvationer:

$$R_{QPSK}^4(t) = A^4(t) \cos^4\left(\omega_{RF}t + \frac{n\pi}{2}\right)$$

$$= \frac{A^4(t)}{8} [3 + 4\cos(2\omega_{RF}t + n\pi) + \cos(4\omega_{RF}t + n2\pi)]$$

Med denna metod normaliseras den okända datarelaterade fasen till $n2\pi$. Signalen divideras därefter en faktor fyra och ω_{RF} kan fås ut (se Fig 3): HPF illustrerar ett högpasfilter, LPF ett lågpasfilter.

Det finns även en metod som använder en så kallad Costas Loop. En Costas Loop är en faslåst loop som används för att återskapa bärvågsfasen i undertryckta modulerade bärvågssignaler som till exempel från dubbla undertryckta sidbandsbärvågssignaler. Costas Loop används mestadels i trådlösa mottagare. Dess fördel jämfört med PLL-baserade (Phase Locked Loop) detektorer är att vid små avvikelser är Costas Loop-felspänningen $\sin(2(\theta_i - \theta_f))$ istället för $\sin(\theta_i - \theta_f)$. Detta dubblar känsligheten och gör Costas Loop unikt lämplig för att spåra Dopplerförskjutna bärvågssignaler.

I moderna DSP-baserade (Digital Signal Processor) mottagare används ofta en beslutsorienterad metod. Vid beslutsorienterad bärvågsåterhämtning matas utsignalen från en symbolavkodare till en jämförelsekrets och fasskillnad/fel mellan en avkodad symbol och en mottagen signal används för att styra den lokala oscillatoren.

En vanlig form av beslutsorienterad bärvågsåterhämtning börjar med att fasenliga kvadratur signaler skapas av kvadratur-fas-korrelatorer som representerar en symbolkoordinat i det komplexa talplanet. Denna punkt skall överensstämma med modulationskonstellationsdiagrammet. Fasfelet mellan det mottagna värdet och den närmaste/avkodade symbolen räknas ut med hjälp av arcustangens (eller en uppskattning). Dock kan arcustangenten endast faskorrigera mellan 0 och $\pi/2$. De flesta QAM (Quadrature Amplitude Modulation) -konstellationer har också en fassymmetri på $\pi/2$.

I många system är det inte tillåtet att introducera pilotdata i sänd data vilket betyder att dataunderstödda metoder inte kan användas. När det kommer till multiplicera-filtrera-dividera metoden, och vid höga bärvågsfrekvenser (exempelvis över 15 GHz), är det svårt att uppnå multiplikation fyra gånger, då verktyg för att åstadkomma detta är komplicerade att designa i praktiken. Vidare, för högmodulerade format dvs. 8 PSK (Phase Shift Keying) behövs frekvensmultiplikation 8 gånger, vilket också är extremt svårt att designa i praktiken. Ett exempel på användning av Costas Loop visas i J. Feigin, "Practical Costas Loop design", RF design, vol 25, nr 1 s20-36, Januari 2002, [URL:http://rfdesign.com/](http://rfdesign.com/).

Komplexiteten hos Costas Loop ökar dramatiskt för högre modulationsformat, och kräver att alla grenar är symmetriska, vilket återigen är svårt att designa i praktiken.

Beslutsorienterade metoder används ofta med DSP (Digital Signal Processing) men när bärvågens frekvens/IF (Intermediate Frequency) är hög är det svårt att hitta tillgängliga ADC:er

(Analog to Digital Converter) för sampling vid sådana frekvenser.

SUMMERING AV UPPFINNINGEN

5 Ett ändamål med den föreliggande uppfinningen är därmed att tillhandahålla en förbättrad anordning för återhämtning av bärvågssignaler med vilken ett eller flera av ovanstående problem kan lösas. Det är speciellt ett mål att tillhandahålla en anordning för återhämtning av bärvågssignaler som är enkel
10 och billig att designa och tillverka. Det är också en målsättning att ange en anordning lämplig för höga datahastigheter, mer specifikt för kommunikationssystem med höga datahastigheter och för höga bärvågssfrekvenser. Ett speciellt ändamål är att kunna ange en anordning som kan användas i system
15 som inte tillåter införsel av pilotdata och som inte kräver symmetriska grenar. Ett speciellt mål är att ange en användning som är lämplig för höga modulationsformat och som ställer lägre krav på ingående komponenter än kända anordningar och som speciellt kan användas för höga modulationsformat utan att kräva
20 modifiering.

Därför tillhandahålles en anordning såsom inledningsvis hänvisat till, som har de i den kännetecknande delen av patentkrav 1 angivna kännetecknen.

25

En mottagarstruktur som inkluderar en sådan anordning för återhämtning av bärvågssignaler tillhandahålles också, likväl som en metod för bärvågsåterhämtning som har de i den kännetecknande delen av patentkrav 7 angivna kännetecknen.

30

En fördel med uppfinningen är att en anordning tillhandahålles som är kapabel att hantera höga datahastigheter och höga bärvågsfrekvenser och fortfarande är enkel att designa och tillverka. Det är också en fördel att anordningen kan användas för höga modulationsformat utan att behöva modifieras och som, i fördelaktiga utföringsformer, till och med tar bort behovet av frekvensmultiplicerare och möjliggör förhållandevis enkla frekvensdelare.

10 KORTFATTAD FIGURBESKRIVNING

Uppfinningen kommer i det följande att beskrivas på ett mer detaljerat och icke begränsande sätt under hänvisning till bifogade ritningar, i vilka:

15 Fig. 1 visar en closed-loop kompensationsstruktur för återskapning av bärvågssignaler enligt teknikens ståndpunkt,

20 Fig. 2 visar en open-loop kompensationsstruktur för återskapning av bärvågssignaler enligt teknikens ståndpunkt,

25 Fig. 3 visar en struktur för återhämtning av bärvågssignaler baserat på multiplikation, filtrering och division för att utföra en fasextrahering enligt teknikens ståndpunkt,

30 Fig. 4 visar ett exempel på en annan anordning för bärvågs-återhämtning,

- Fig. 5 visar en anordning för bärvågsåterhämtning enligt en utföringsform av uppfinningen,
- Fig. 6 visar en mottagarstruktur innehållandes en anordning för bärvågsåterhämtning enligt en annan utföringsform av uppfinningen,
- Fig. 7 visar en anordning för återskapning enligt uppfinningen inkluderad i en closed-loop-kompensationsstruktur,
- Fig. 8 visar en anordning för bärvågsåterhämtning enligt en utföringsform av uppfinningen inkluderad i en open-loop-struktur, och
- Fig. 9 är ett schematiskt flödesdiagram som beskriver ett förfarande för bärvågsåterhämtning enligt en utföringsform av uppfinningen.

DETALJERAD BESKRIVNING

- Fig. 4 visar ett blockdiagram över en anordning, som dock ej omfattas av patentkraven, där en förvrängd signal $R_0(t)$ är mottagen i anordning 100'. Den förvrängda signalen är en signal som har nedkonverterats med en IQ-direktkonverterande blandare och som med hjälp av en lokaloscillator, en sinusformad källa, har fått mottagande bärvågsfrekvens. Generellt kan vilken nedkonverterad förvrängd signal som helst, eller någon annan utgående förvrängd signal från blandaren, bilda insignalen till anordningen 100', med andra ord hade $R_1(t)$ lika gärna kunnat vara insignal och hade återskapats på liknande sätt som visas i Fig. 4. $R_0(t)$ fördröjs med Δt i fördröjningsmedel 14 och den fördröjda signalen multipliceras med den förvrängda nedkonverterade

signalen $R_Q(t)$ i en blandare 4, vilket ger en justerad utsignal $R_{adj}(t)$ som i sin tur är insignal till ett lågpasfilter (LPF) 5. Lågpasfiltret 5 är utformat på så sätt att endast en signal väljs, nämligen den andra övertonen av förskjutningstermen i den förvrängda signalen, vilken överton endast är relaterad till $2\Delta\omega$, där $\Delta\omega$ är frekvensskillnaden mellan den nedkonverterade förvrängda signalens frekvens ω_d , frekvensen för den mottagna bärvågssignalen ω_c och den lokala oscillatorns frekvens i mottagaren, ω_{LO} , med andra ord den andra övertonen av den förvrängda delen av signalen, den andra ordningen av skillnadssignalen, som uppnås genom att ge lågpasfiltret en gränshfrekvens som är mycket lägre än datasymbolshastigheten så att utsignalen endast innehåller lågfrekventa komponenter och ingen data.

15

På så sätt erhålles en utsignal $R''_{adj}(t)$ som endast relaterar till den dubbla frekvensförskjutningen, $2\Delta\omega$. Denna signal kan användas för att återskapa en odistorderad signal, vilket kan göras på många olika sätt varav några beskrivs och exemplifieras nedan.

20

Fig. 5 visar en implementation, där liknande medel som i Fig. 4 indikeras med samma hänvisningsbeteckningar men är givna index 1 och därför inte beskrivs vidare då de har samma funktion. Skillnaden är att kraven på lågpasfiltret 5_1 är något mindre stränga, det är dock viktigt att det ges en gränshfrekvens som är sådan att endast den andra övertonen i störningens distorsionsterm väljes, men där utsignalen $R'_{adj}(t)$ innehåller den modulerade datan. För att eliminera data introduceras en enveloppdetektor 6_1 som har en tidskonstant som är längre än symbolperioden och så att all data elimineras och en utsignal

30

$R''_{adj}(t)$ som beskriven i utförandet visat i Fig. 4 tillhandahålles, vilken inte innehåller någon data utan bara andra ordningens skillnadssignal. I detta utförande är det enveloppdetektorn 6 som är ansvarig för att eliminera datan, medan i utförandet i Fig. 4 lågpasfilter 5 är noggrant valt så att det också eliminerar datan, och man på detta sätt undviker behovet av någon enveloppdetektor.

Fig. 6 visar en mottagaranordning 300A med en återhämtningsanordning 300 väsentligen som anordningen visad i Fig. 5.

Mottagaranordningen 300A innehåller en IQ-direkt-nedkonverterande blandare 1_2 , och en lokaloscillator 2_2 som genererar en sinuskurva med bärvågen. Därvid mottas en signal $R(t)$ från en sändare med dess lokala oscillator (denna signal anses inte vara förskjuten), därefter nedkonverteras den i blandare 1_2 i en mottagare med en egen lokal oscillator 2_2 och en frekvens ω_{LO} . Distorsionen som uppstår är $\Delta\omega = \omega_d - \omega_c - \omega_{LO}$, där ω_d är frekvensen för den nedkonverterade distorderade signalen, ω_c är frekvensen för den mottagna bärvågssignalen och ω_{LO} är frekvensen för mottagarens lokala oscillator. Blandaren $1_2'$ har en utsignal $R_Q(t)$ och en tidsfördröjd version av $R_Q(t)$ som båda bildar insignal till blandare 4_2 , där de multipliceras för att skapa en utsignal $R_{adj}(t)$. $R_{adj}(t)$ passerar genom ett lågpasfilter 5_2 och ger en utsignal $R'_{adj}(t)$ såsom beskrivs nedan. $R'_{adj}(t)$ matas till en enveloppdetektor 6_2 . Utsignalen $R''_{adj}(t)$ från lågpasfiltret 6_2 representerar den andra övertonen av frekvensvariationen mellan en sändaroscillator, icke visad och som inte ingår i uppfinningen, och en mottagaroscillator 2_2 . För att erhålla den sanna frekvensvariationen, används en balun 8_2 för att konvertera

en "single-end"-signal till två differentialsignaler som är 180°
 ur fas. Dessa fasförvridna signaler bildar sedan insignal till
 frekvensdelare 9₂,10₂, som i sin tur ger utsignalerna cos(Δωt)
 och sin(Δωt). Genom att använda fasdetektorer 11₁,11₂, kan de
 5 modulerade signalerna I och Q extraheras och demodulering blir
 möjlig. För att förklara strukturens beteende ges ett
 matematiskt uttryck för demoduleringsprocessen enligt följande:

Det antas att den mottagna signalen kan representeras enligt,

10

$$R(t) = \cos[\omega t + \varphi] \quad [1]$$

varvid $\varphi = \varphi_0 + \varphi_{\text{data}}$, där φ_0 är ett propagationsrelaterat långsamt
 förändringsvärde och φ_{data} är datarelaterad och förändras med
 15 symbolhastigheten.

Efter den IQ-direkt-nedkonverterande mixern 1₂, kan utsignalen
 skrivas som:

$$\begin{aligned} R_Q(t) &= \cos(\omega t + \varphi) \times \cos[(\omega + \Delta\omega)t] \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos[(2\omega + \Delta\omega)t + \varphi] + \cos(\Delta\omega t - \varphi) \} \end{aligned} \quad [2]$$

$$\begin{aligned} R_I(t) &= \cos(\omega t + \varphi) \times \sin[(\omega + \Delta\omega)t] \\ &= \frac{1}{2} \{ \sin[(2\omega + \Delta\omega)t + \varphi] + \sin(\Delta\omega t - \varphi) \} \end{aligned} \quad [3]$$

25

där det antas att LO 2₂, ger en frekvens

$$f_{LO}(t) = \cos[(\omega + \Delta\omega)t].$$

I den föreslagna metoden kan antingen $R_Q(t)$ eller $R_I(t)$ användas för bärvågsåterhämtning. Här tas $R_Q(t)$ som insignal till blandaren 4₂.

5

En annan insignal $R_Q(t)$ till blandaren 4₂ tillhandahålles till ett fördröjningselement 3₂, som ger signalen en realtidsfördröjning som ger en utsignal som kan beskrivas som:

10

$$\begin{aligned} R_Q(t+T) &= \cos[\omega(t+T) + \varphi] \times \cos[(\omega + \Delta\omega)(t+T)] \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos[(2\omega + \Delta\omega)(t+T) + \varphi] + \cos(\Delta\omega(t+T) - \varphi) \} \end{aligned} \quad [4]$$

där T är en viss fixerad sann tidsfördröjning som uppfyller $T \ll T_{sym}$, så att φ i $R_Q(t)$ kan anses vara lika.

15

Utsignalen från blandaren 4₂ kan då beräknas enligt följande:

$$\begin{aligned} R_{adj}(t) &= R_Q(t) \times R_Q(t+T) \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos[(2\omega + \Delta\omega)t + \varphi] + \cos(\Delta\omega t - \varphi) \} \\ &\times \frac{1}{2} \{ \cos[(2\omega + \Delta\omega)(t+T) + \varphi] + \cos[\Delta\omega(t+T) - \varphi] \} \\ &= \frac{1}{4} \{ \cos[(2\omega + \Delta\omega)t + \varphi] \times \cos[(2\omega + \Delta\omega)(t+T) + \varphi] \} \\ &+ \frac{1}{4} \{ \cos[(2\omega + \Delta\omega)t + \varphi] \times \cos[\Delta\omega(t+T) - \varphi] \} \\ &+ \frac{1}{4} \{ \cos(\Delta\omega t - \varphi) \times \cos[(2\omega + \Delta\omega)(t+T) + \varphi] \} \\ &+ \frac{1}{4} \{ \cos(\Delta\omega t - \varphi) \times \cos[\Delta\omega(t+T) - \varphi] \} \\ &= \frac{1}{8} \{ \cos[(4\omega + 2\Delta\omega)t + (2\omega + \Delta\omega)T + 2\varphi] + \cos[(2\omega + \Delta\omega)T] \} \\ &+ \frac{1}{8} \{ \cos[(2\omega + 2\Delta\omega)t + \Delta\omega T] + \cos(2\omega t - \Delta\omega T + 2\varphi) \} \\ &+ \frac{1}{8} \{ \cos[(2\omega + 2\Delta\omega)t + (2\omega + \Delta\omega)T] + \cos[2\omega t + (2\omega + \Delta\omega)T + 2\varphi] \} \\ &+ \frac{1}{8} \{ \cos[2\Delta\omega t + \Delta\omega T - 2\varphi] + \cos(\Delta\omega T) \} \end{aligned}$$

[5]

5 Det är enligt uppfinningen en återhämtningssignal baserad på den understrukna termen som extraheras (all data måste elimineras) och kan användas för återhämtning.

Genom att på lämpligt sätt designa lågpasfiltret 5₂ direkt efter
10 blandaren 4₂ till att ha en gränshfrekvens som är lägre än datahastigheten, kommer utsignalen endast innehålla riktigt lågfrekventa komponenter. Lågpasfiltrets utsignal kan alltså representeras enligt följande (där A är amplituden):

$$15 \quad R'_{adj}(t) = A \times \{ \cos[2\Delta\omega t + \Delta\omega T - 2\varphi] + \cos(\Delta\omega T) \} \quad [6]$$

Efter filter 5₂, finns det i detta utförande en enveloppdetektor 6₂, vars utsignal endast är relaterad till 2Δω, där det antas att frekvensförskjutningen är mycket lägre än datahastigheten:

20

$$R''_{adj}(t) = A \times \cos(2\Delta\omega t) \quad [7]$$

En balun ger två utsignaler med 180° graders fasskillnad:

$$25 \quad R_{Balun}(t) = A \times \cos(2\Delta\omega t) \quad [8]$$

$$R'_{Balun}(t) = A \times \cos[2\Delta\omega t + \pi] \quad [9]$$

och dessa signaler matas vidare genom frekvensdelarna 9_2 , 10_2 som ger:

$$R_{FD}(t) = A \times \cos(\Delta\omega t) \quad [10]$$

5

$$R'_{FD}(t) = A \times \cos[\Delta\omega t + \pi/2] = A \times \sin(\Delta\omega t) \quad [11]$$

10 De distorderade nedkonverterade signalerna $R_I(t)$, $R_Q(t)$ matas in till lågpasfiltren 7_1 , 7_2 som ger utsignalerna:

$$R'_Q(t) = \cos(\Delta\omega t + \varphi) \quad [12]$$

15

$$R'_I(t) = \sin(\Delta\omega t + \varphi) \quad [13]$$

Genom att använda fasdetektorerna $11_1, 11_2$ kan fasskillnader
20 mellan [11] och [13] respektive [10] och [12] jämföras. Utsignalerna från fasdetektorerna 11_1 , 11_2 innehåller den datamodulerade fasen. En demodulering är således gjord.

Fig. 7 illustrerar schematiskt en implementation av en
25 återhämtningsanordning 400 i en closed-loop återhämtningskompensationsstruktur 400A där den agerar som en fasextraheringsanordning. Liknande komponenter har samma hänvisningsbeteckningar som i föregående figurer men har index 3. Det är schematiskt illustrerat hur återhämtningssignalen, med
30 den extraherade fasen, från enveloppdetektor 6_3 bildar insignal till ett loopfilter 15_3 i en kompensationsstruktur liknande den

som diskuteras under hänvisningar till strukturen enligt teknikens ståndpunkt i Fig. 1.

Fig. 8 illustrerar en implementering av en återhämtningsstruktur innehållande en anordning för fasextrahering 500 implementerad i en open-loop bärvågsåterhämtningskompensationsstruktur 500A. Komponenter som tidigare diskuterats i beskrivningen har samma hänvisningsteckningar men med index 4. Utsignalen från enveloppdetektorn 6₄, med den extraherade fasen, bildar här insignal till ett loopfilter 15₄ och till en derotator 16₄ som använder signalerna från enveloppdetektorn och loopfiltret för att utföra en derotation.

Det bör klargöras att också i dessa utföringsexempel kan enveloppdetektorn 6₃, 6₄ utelämnas om motsvarande loopfilter 5₃, 5₄ är lämpligt designade så att också all data kan elimineras.

Fig. 9 är ett schematiskt flödesdiagram som beskriver förfarandet för fasextrahering som används för att återhämta en distorderad signal. Det antas att en distorderad insignal, till exempel från en IQ-nedkonverteringsblandare, tas emot. En tidsfördröjning, ΔT , introduceras i signalen, 100, och den fördröjda, förskjutna signalen multipliceras med den förskjutna signalen (utan tidsfördröjning) i en blandare, 101. Sedan extraheras, med användning av ett lågpasfilter, den andra övertonen, som endast beror av $2\Delta\omega$, den andra ordningen av skillnadssignalen såsom beskrivits ovan, 102, genom att ge filtret en gränshfrekvens som är så vald att endast låga frekvenser väljs ut, 102. Den modulerade datan elimineras från den extraherade signalen på lämpligt sätt så att en återhämtningsignal erhålles. Detta kan göras antingen med ett

välldesignat LP filter eller med en enveloppdetektor eller på med något annat lämpligt sätt, 103. Följaktligen kan återhämtningssignalen från enveloppdetektorn användas för återskapning av den distorderade nedkonverterade signalen och data kan demoduleras, 104. Det skall vara klart att den nedkonverterade signalen (och härmed förskjutna) inte behöver nedkonverteras i en IQ nedkonverterare, utan det uppfinningsmässiga konceptet är självklart också applicerbart för på annat sätt distorderade, nedkonverterade, signaler.

10

Det är en fördel med uppfinningen att inga högfrekventa komponenter behövs, till exempel jämfört med multiplikation-filtrering-divisionsmetoden, inte heller några andra frekvensmultiplikatorer eller några andra högfrekventsdelare behövs.

15

En annan fördel är att implementationskomplexiteteten är väldigt låg och ingen konstruktionsmodifiering behövs för högmodulerade format så länge symbolhastigheten är mycket högre än frekvensförskjutningen.

20

En annan fördel är att den är lämplig för höga frekvenser eller höga datahastigheter utan några krav på högpresterande komponenter, blandare, delare, ADC:er, som är extremt dyra och svåra att få tag på.

25

Uppfinningen är inte begränsad till de explicit illustrerade anordningarna utan kan varieras på ett antal sätt inom ramen för de vidhängande patentkraven.

30

Z5 P1PSE AB/KOE 2013-03-26

PATENTKRAV

- 5 1. En bärvågssignalsåterhämtningsanordning (200;300;400;500) för återhämtning av en modulerad insignal ($R(t)$), speciellt nedkonverterad av en lokaloscillator med en frekvens som skiljer sig från bärvågsfrekvensen för den modulerade insignalen ($R(t)$), så att en distorderad nedkonverterad signal ($R_Q(t)$) signal ges,
- 10 vilken innefattar ett fördröjningsmedel ($14_1;14_2;14_3,14_4$) för introduktion av en tidsfördröjning i den distorderade signalen ($R_Q(t)$), en blandare ($4_1;4_2;4_3;4_4$) anordnad att multiplicera den mottagna distorderade signalen ($R_Q(t)$) med den tidsfördröjda distorderade signalen och att tillhandahålla en justerad
- 15 utsignal, ($R_{adj}(t)$), innehållande en distorsionsterm, ett lågpasfilter ($5_1,5_2,5_3,5_4$) utformat att extrahera en signal innefattande den andra övertonen av distorsionstermen i den justerade utsignalen ($R_{adj}(t)$), vilken är relaterad till den dubbla frekvensskillnaden ($2\Delta\omega$) mellan den lokaloscillatorn och
- 20 bärvågsfrekvensen för den modulerade insignalen ($R(t)$),
k ä n n e t e c k n a d d ä r a v
att medel är anordnade som är utformade att avlägsna modulerad data från sagda signal för att skapa en återhämtningssignal som är fri från modulerad data och som kan användas för att
- 25 eliminera distorsionen, och att sagda medel innefattar en enveloppdetektor ($6;6_2;6_3;6_4$) utformad för att avlägsna modulerad data från utsignalen från lågpasfiltret ($5_1;5_2;5_3;5_4$) för att generera en återhämtningssignal ($R''_{adj}(t)$) som är fri från data.
- 30 2. En anordning (400) enligt patentkrav 1,
k ä n n e t e c k n a d d ä r a v

att den är utformad att anordnas i en closed-loop kompensationsstruktur (400A) innefattande ett loopfilter (15₃) utformat att ta emot återhämtningssignalen och ställa in den lokala oscillatorn (2₃).

5

3. En anordning (500) enligt patentkrav 1,

k ä n n e t e c k n a d d ä r a v

att den är utformad att anordnas i en open-loop kompensationsstruktur (500A) innehållande ett loopfilter (15₄)

10 utformat att ta emot återhämtningssignalen och tillhandahålla en styrsignal till en derotator (16₄) anordnad att använda sagda lågpasfilterade styrsignal och återhämtningssignalen för eliminering av frekvensdistorsion.

15 4. En anordning (300) enligt patentkrav 1,

k ä n n e t e c k n a d d ä r a v

att enveloppdetektorn är utformad att förbindas med, eller innefatta, en balun (8) anordnad att konvertera återhämtningssignalen fri från data till två

20 differentialsignaler som är 180° ur fas, och att frekvensdelare (9₂,10₂) är anordnade för att dela signalerna som är ur fas med en faktor två.

5. En anordning enligt patentkrav 4,

25 k ä n n e t e c k n a d d ä r a v

att den första och en andra frekvensdelare (9₂,10₂) är anpassade att tillhandahålla första respektive andra signaltermer (cos($\Delta\omega t$), (sin($\Delta\omega t$)) till en första och en andra fasdetektor (11₁,11₂) som jämför de respektive signaltermerna med de

30 moduleringsignalerna $R_I'(t)$ respektive $R_Q'(t)$ för att ge modulerade ut signaler $I_{out}(t)$, $Q_{out}(t)$.

6. En mottagaranordning i ett kommunikationssystem,

k ä n n e t e c k n a d d ä r a v

att den innefattar en bärvågssignalsåterhämtningsanordning

5 (200;300;400;500) enligt något av patentkraven 1-5.

7. Ett förfarande för återhämtning av en modulerad insignal

($R(t)$) som är nedkonverterad av en lokal oscillator med en

frekvens som skiljer sig från den modulerade insignalens ($R(t)$)

10 bärvågsfrekvens så att en distorderad nedkonverterad signal

($R_0(t)$) tillhandahålles, innefattande stegen att:

- tidsfördröja en distorderad nedkonverterad utsignal från en nedkonverteringsblandare (1);

15 - multiplicera den tidsfördröjda distorderade nedkonverterade signalen med den distorderade signalen i en blandare ($4;4_1;4_2;4_3;4_4$) för att skapa en justerad signal med en distorsionsterm;

20 - extrahera, med hjälp av ett lågpasfilter ($5;5_1;5_2;5_3;5_4$), en andra övertton hos distorsionstermen vilken är relaterad till den dubbla frekvensskillnaden ($2\Delta\omega$) mellan lokaloscillatorns frekvens och bärvågsfrekvensen för den modulerade insignalen ($R(t)$);

k ä n n e t e c k n a t d ä r a v

att det innefattar stegen att:

25 - avlägsna data från den extraherade signalen för att erhålla en återhämtningssignal med användning av en enveloppdetektor ($6_1;6_2;6_3;6_4$) innefattande att:

- mata in den extraherade signalen till enveloppdetektorn;

30 - avlägsna data från den extraherade signalen genom att ställa in enveloppdetektorns ($6_1;6_2;6_3;6_4$) tidskonstant till att ha en period som är längre än symbolperioden;

- använda återhämtningssignalen för att eliminera distorsionen.

8. Ett förfarande enligt patentkrav 7,

5 k ä n n e t e c k n a t d ä r a v

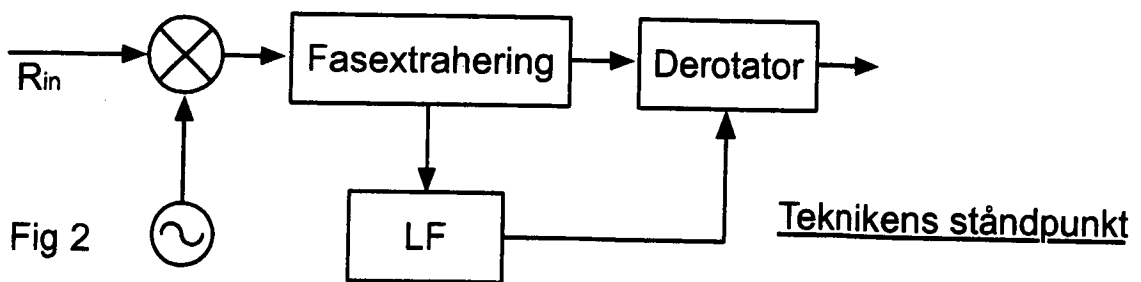
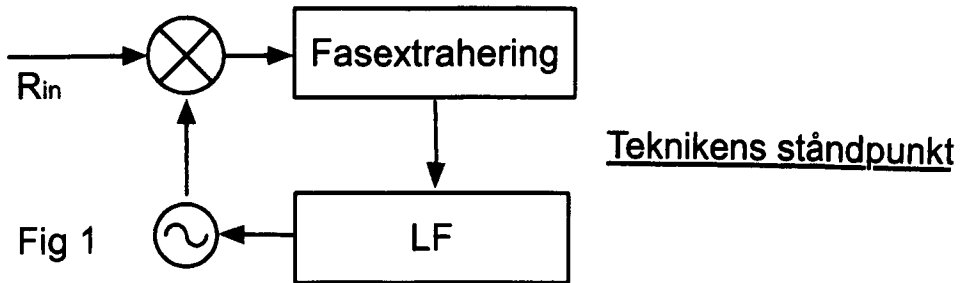
att det innefattar stegen att:

- konvertera återhämtningssignalen till differentialsignaler som är 180° ur fas med användning av en balun (8);
- dela differentialsignalernas frekvens med en faktor två i
10 respektive frekvensdelare ($9_2, 10_2$);
- använda fasdetektorer ($11_1, 11_2$) för att demodulera de mottagna, distorderade nedkonverterade signalerna med hjälp av de delade differentialsignalerna.

15

nya ritningar

1/5



Teknikens ståndpunkt

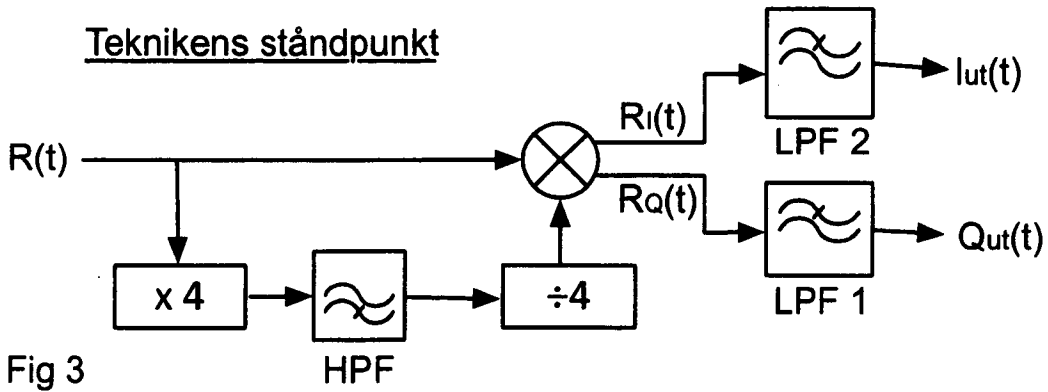


Fig 3

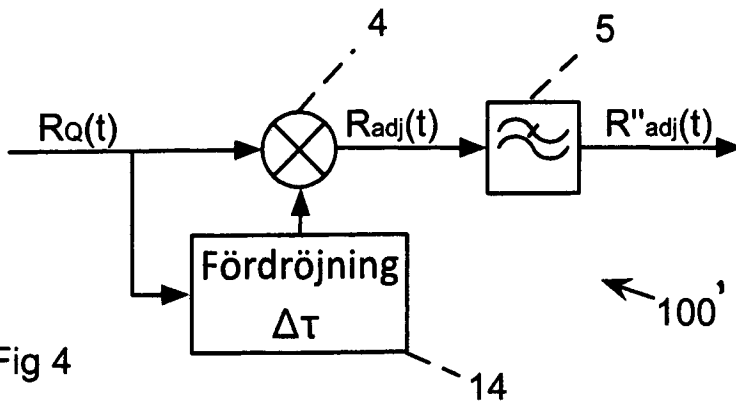


Fig 4

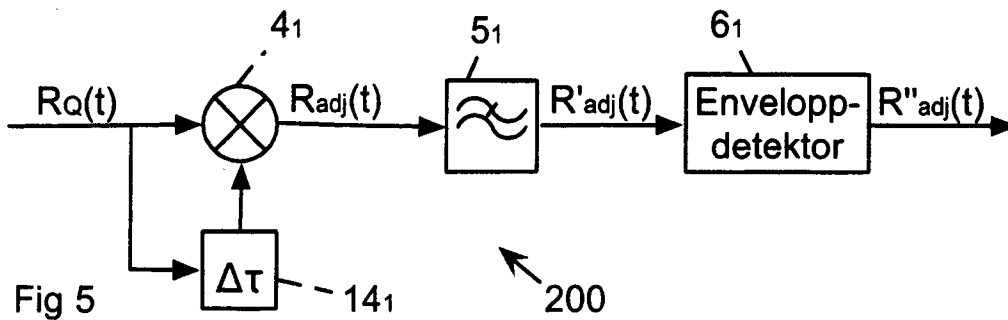


Fig 5

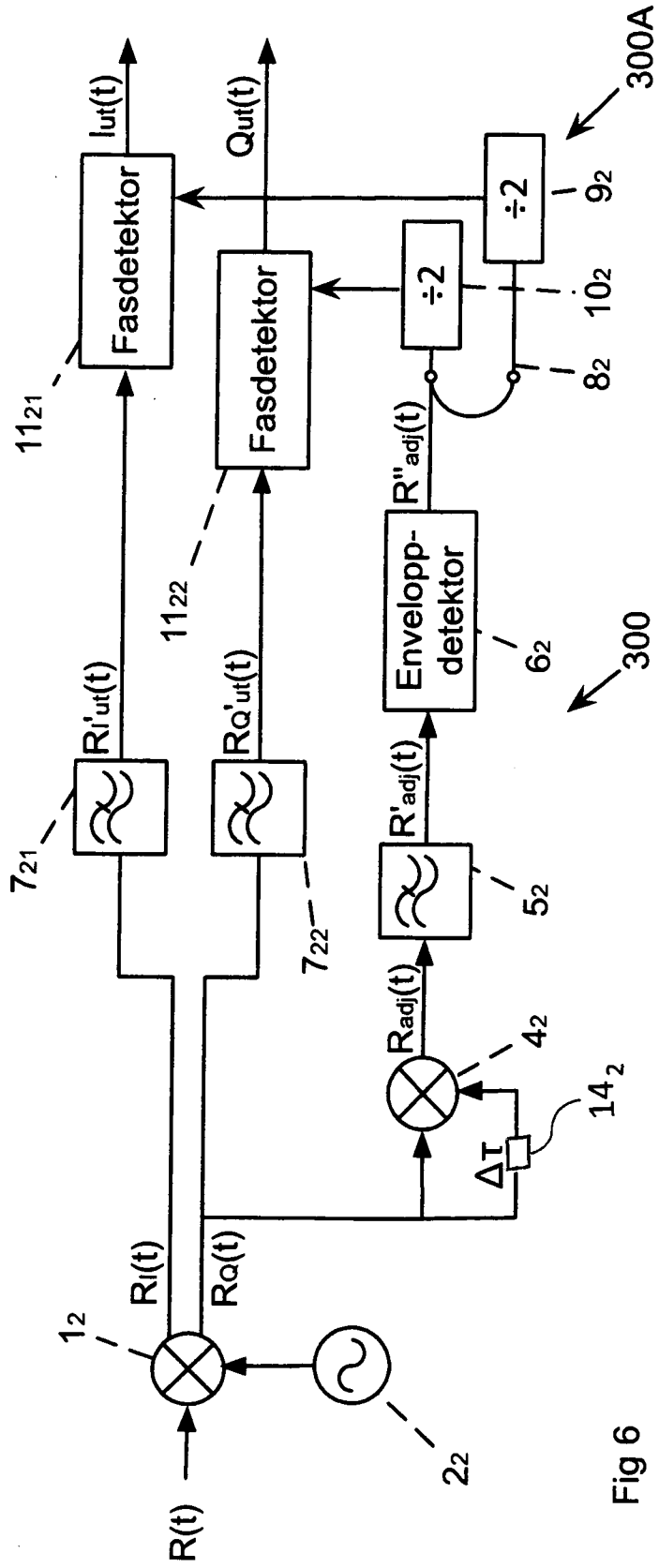


Fig 6

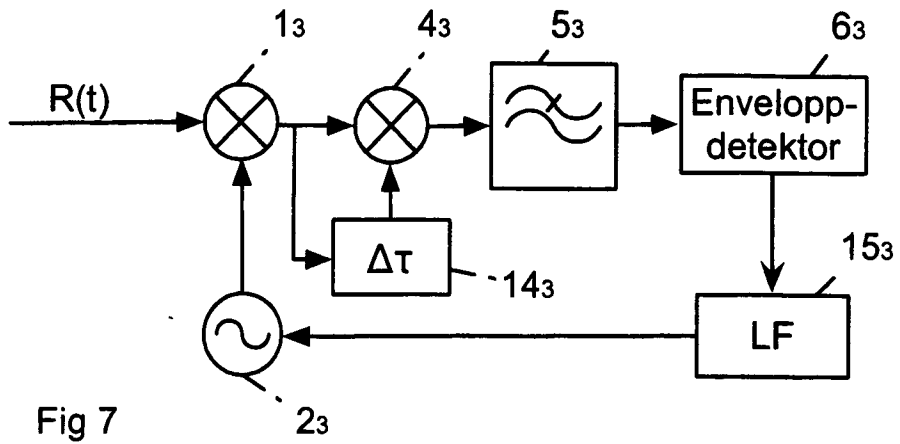


Fig 7

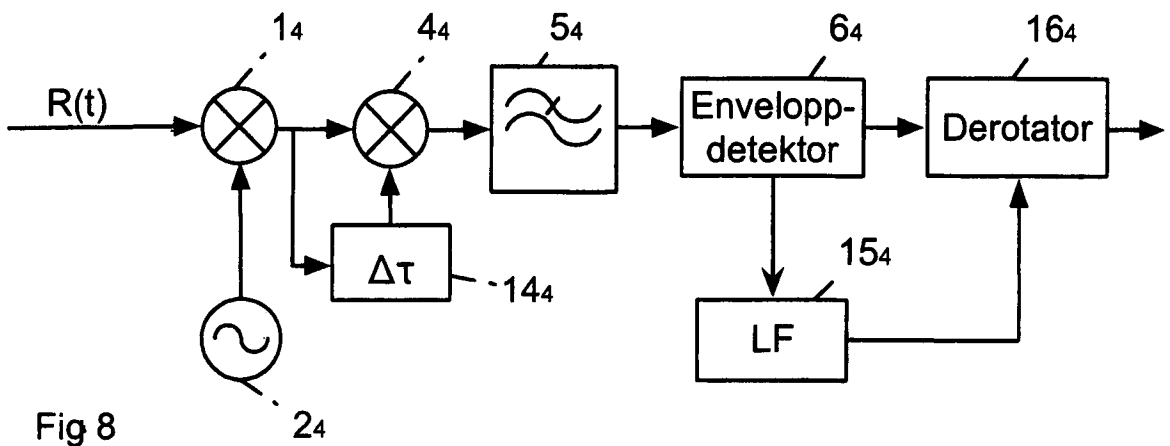


Fig 8

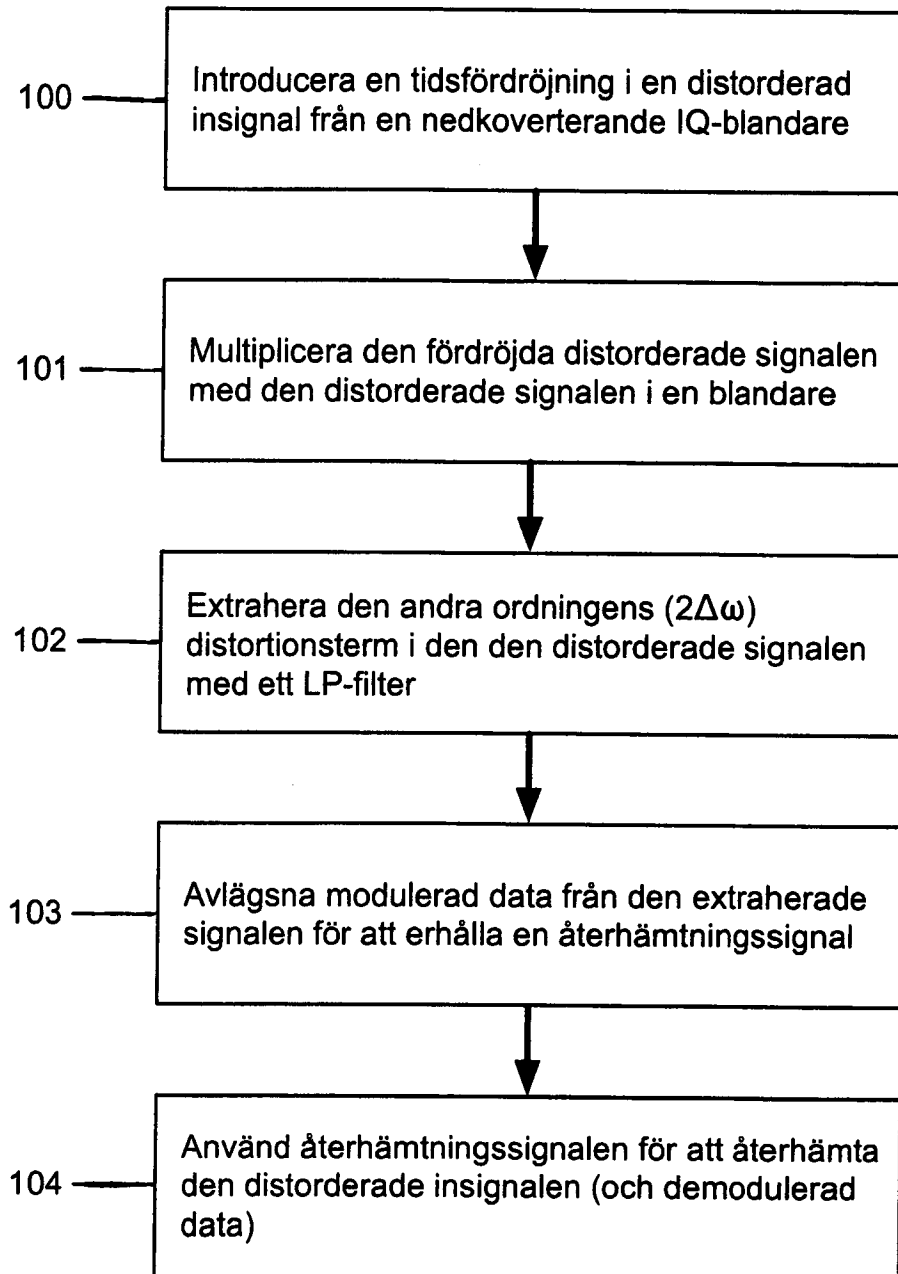


Fig 9